

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号

特開平 11-154930

(43)公開日 平成11年(1999)6月8日

(51)Int. Cl.⁶

識別記号

F I

H 0 4 J 13/00

H 0 4 J 13/00

A

H 0 4 B 7/005

H 0 4 B 7/005

7/26

7/26

K

審査請求 未請求 請求項の数6

O L

(全8頁)

(21)出願番号 特願平9-321561

(22)出願日 平成9年(1997)11月21日

(71)出願人 392026693

エヌ・ティ・ティ移動通信網株式会社
東京都港区虎ノ門二丁目10番1号

(72)発明者 安部田 貞行

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 佐和橋 衛

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

(72)発明者 安達 文幸

東京都港区虎ノ門二丁目10番1号 エヌ・
ティ・ティ移動通信網株式会社内

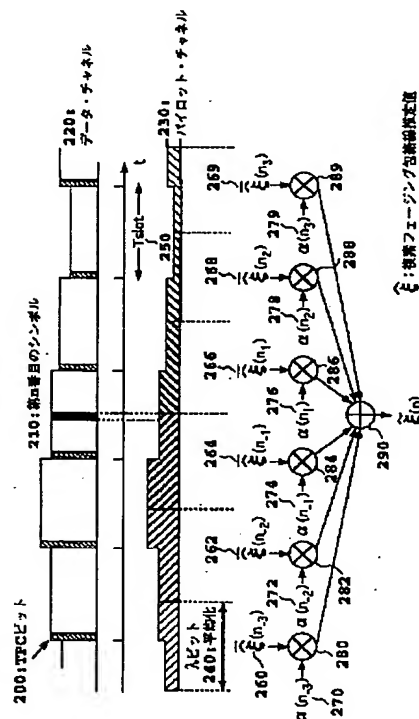
(74)代理人 弁理士 谷 義一 (外3名)

(54)【発明の名称】CDMA伝送システム、方法および復調装置

(57)【要約】

【課題】 複数のパイロット・チャネルのシンボルを重み付け平均化することにより、より高精度な伝送路変動推定・補償を行うCDMA伝送システム、方法および復調装置を提供する。

【解決手段】 データ・チャネル中に一定周期で数シンボル単位にTPCビットを挿入する。フレーム構成は、送信パターン既知のパイロット・チャネルをデータ・チャネルと直交化し並列に送信する構成である。このパイロット・チャネルでの受信チャネルを参照信号として、情報シンボルのチャネル変動を推定する。TPCビットは、パイロット・チャネルまたは制御チャネル中に一定周期で数シンボル単位に挿入することもできる。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 情報信号を拡散符号を用いて拡散変調して通信チャネル上に送信し、パイロット信号を前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散変調してパイロット・チャネル上に送信する送信側装置と、該通信チャネルおよび該パイロット・チャネルの信号を復調する復調装置とを用いて多元接続伝送を行なう CDMA 伝送システムにおいて、

前記送信側装置は、

前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散したパイロット信号をパイロット・チャネル上に送信する際に、送信電力制御ビットを挿入する手段を備え、

前記復調装置は、

逆拡散後のパイロット・チャネルにおける受信信号系列中の $(n-K+1)$ 番目（ここで、 n は非負整数、 K は正整数）のシンボルから $(n+K)$ 番目のシンボルまでの $2K$ 個のシンボルを蓄積する記憶手段と、

前記 $2K$ 個のシンボルを各々平均化するパイロット・チャネル・シンボル平均化手段と、

前記パイロット・チャネル・シンボル平均化手段により平均化した各シンボルの平均値を前記 $2K$ 個の各シンボルにわたり重み付き平均化して n 番目のパイロット・チャネル推定値を求めるパイロット・チャネル推定手段と、

前記パイロット・チャネル推定手段により得られた n 番目のパイロット・チャネル推定値を用いて、逆拡散後の通信チャネルにおける受信信号系列中の n 番目のシンボルのチャネル変動を補償するチャネル変動補償手段とを備えたことを特徴とする CDMA 伝送システム。

【請求項 2】 請求項 1 記載の CDMA 伝送システムにおいて、

前記送信電力制御ビットを挿入する手段は、前記通信チャネルに一定周期で数シンボル単位に挿入することを特徴とする CDMA 伝送システム。

【請求項 3】 請求項 1 記載の CDMA 伝送システムにおいて、

前記送信電力制御ビットを挿入する手段は、前記パイロット・チャネルに一定周期で数シンボル単位に挿入することを特徴とする CDMA 伝送システム。

【請求項 4】 請求項 1 記載の CDMA 伝送システムにおいて、

前記送信電力制御ビットを挿入する手段は、前記情報信号を制御する制御チャネルに一定周期で数シンボル単位に挿入することを特徴とする CDMA 伝送システム。

【請求項 5】 情報信号を拡散符号を用いて拡散変調して通信チャネル上に送信し、パイロット信号を前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散変調してパイロット・チャネル上に送信する CDMA 伝送システムにおける復調装置において、

逆拡散後のパイロット・チャネルにおける受信信号系列

中の $(n-K+1)$ 番目（ここで、 n は非負整数、 K は正整数）のシンボルから $(n+K)$ 番目のシンボルまでの $2K$ 個のシンボルを蓄積する記憶手段と、

前記 $2K$ 個のシンボルを各々平均化するパイロット・チャネル・シンボル平均化手段と、

前記パイロット・チャネル・シンボル平均化手段により平均化した各シンボルの平均値を前記 $2K$ 個の各シンボルにわたり重み付き平均化して n 番目のパイロット・チャネル推定値を求めるパイロット・チャネル推定手段と、

前記パイロット・チャネル推定手段により得られた n 番目のパイロット・チャネル推定値を用いて、逆拡散後の通信チャネルにおける受信信号系列中の n 番目のシンボルのチャネル変動を補償するチャネル変動補償手段とを備えたことを特徴とする復調装置。

【請求項 6】 情報信号を拡散符号を用いて拡散変調して通信チャネル上に送信し、パイロット信号を前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散変調してパイロット・チャネル上に送信し、該通信チャネルおよび該パイロット・チャネルの信号を復調する多元接続伝送を行なう CDMA 伝送方法において、

送信側においては、

前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散したパイロット信号をパイロット・チャネル上に送信する際に、送信電力制御ビットを挿入するステップを備え、

復調側においては、

逆拡散後のパイロット・チャネルにおける受信信号系列中の $(n-K+1)$ 番目（ここで、 n は非負整数、 K は正整数）のシンボルから $(n+K)$ 番目のシンボルまでの $2K$ 個のシンボルを蓄積するステップと、

前記 $2K$ 個のシンボルを各々平均化するパイロット・チャネル・シンボル平均化ステップと、

前記パイロット・チャネル・シンボル平均化ステップにより平均化した各シンボルの平均値を前記 $2K$ 個の各シンボルにわたり重み付き平均化して n 番目のパイロット・チャネル推定値を求めるパイロット・チャネル推定ステップと、

前記パイロット・チャネル推定ステップにより得られた n 番目のパイロット・チャネル推定値を用いて、逆拡散後の通信チャネルにおける受信信号系列中の n 番目のシンボルのチャネル変動を補償するチャネル変動補償ステップとを備えたことを特徴とする CDMA 伝送方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】 本発明は、高速フェージング環境におけるデータ伝送を行う CDMA 伝送システム、方法および復調装置に関する。

【0002】

【従来の技術】 移動通信環境下においては、移動局と基地局との相対位置の変動に伴うレイリーフェージングに

10

20

30

40

50

起因した通信チャネルの振幅変動、位相変動が生じる。そのため、従来、情報信号を搬送波位相で伝送する位相変調方法においては、送信側では送信しようとする情報シンボルやデータを差動符号化して、この情報シンボルの前後のシンボルの相対位相に情報を載せておき、受信側では遅延検波を行なうことにより情報シンボルを識別、判定する方法が一般的であった。

【0003】しかし、遅延検波では前述のように送信する情報シンボルやデータを差動符号化するため、無線区間での1ビット誤りが情報シンボルやデータの2ビット誤りになってしまうことになる。同期検波であっても、例えば2相位相変調方式(BPSK変調)で比較すると、同じ信号電力対雑音電力比(SNR)では受信誤り率は3dB劣化する。一方、受信信号の位相を各情報シンボル毎に絶対位相で認識判定する絶対同期検波は高効率な受信特性であるが、レイリーフェージング環境下において受信絶対位相を判定することは困難であるという問題があった。

【0004】「抑圧パイロット・チャネルを用いたDS/CDMA同期検波方式(安部田:電子情報通信学会論文誌Vol. J77-B、No. 11, pp. 641-648 1994年11月)では、上述の問題に対して情報やデータを送信する情報チャネルに対して、これに直交した位相既知のパイロット・チャネルを並列に挿入してフェージング歪みを推定し、補償する方法が提案されている。

【0005】図5は、上記文献によるチャネル推定の方法を示す。

【0006】図5において、データ・チャネル520の信号を拡散する拡散符号に直交した拡散符号を用いて、パイロット・チャネル530の位相既知のパイロット・シンボルを拡散する。このパイロット・シンボルを電力損を押さえるためにデータ・チャネル520よりも小さな電力でパイロット・チャネル530上に並列に送信する。このパイロット・チャネル530の信号を該当するブロック内(図5では第n番目のスロット510で示す)で同相加算して複素フェージング包絡線推定値(estimated complex fading envelope: ξ)、を求め、1スロット540で平均化(ξ)することにより、信号対雑音電力比(Signal-to-noise power ratio: SNR)の高い伝送路推定を行なう。この推定値を用いて、該当する情報シンボル区間のパイロット・チャネルでの各通信者の各バスの受信信号の検出を行い、各バスの信号毎に、振幅、位相測定を行ない、情報シンボル区間540の伝送路変動を推定し、補償していた。

【0007】

【発明が解決しようとする課題】しかし、上述の「抑圧パイロット・チャネルを用いたDS/CDMA同期検波方式」では、データ・チャネル520と同じ1スロット540のパイロット・チャネルのみでチャネル推定を行

っているため、伝播路の変動に対して高度な推定を行うことが困難であるという問題があった。

【0008】そこで、本発明の目的は、上記問題を解決するためになされたものであり、複数のパイロット・チャネルのシンボルを重み付け平均化することにより、より高精度な伝送路変動推定・補償を行うCDMA伝送システム、方法および復調装置を提供することにある。

【0009】

【課題を解決するための手段】請求項1記載の発明は、情報信号を拡散符号を用いて拡散変調して通信チャネル上に送信し、パイロット信号を前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散変調してパイロット・チャネル上に送信する送信側装置と、該通信チャネルおよび該パイロット・チャネルの信号を復調する復調装置とを用いて多元接続伝送を行なうCDMA伝送システムにおいて、前記送信側装置は、前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散したパイロット信号をパイロット・チャネル上に送信する際に、送信電力制御ビットを挿入する手段を備え、前記復調装置は、逆拡散後のパイロット・チャネルにおける受信信号系列中の $(n-K+1)$ 番目(ここで、 n は非負整数、 K は正整数)のシンボルから $(n+K)$ 番目のシンボルまでの $2K$ 個のシンボルを蓄積する記憶手段と、前記 $2K$ 個のシンボルを各々平均化するパイロット・チャネル・シンボル平均化手段と、前記パイロット・チャネル・シンボル平均化手段により平均化した各シンボルの平均値を前記 $2K$ 個の各シンボルにわたり重み付き平均化して n 番目のパイロット・チャネル推定値を求めるパイロット・チャネル推定手段と、前記パイロット・チャネル推定手段により得られた n 番目のパイロット・チャネル推定値を用いて、逆拡散後の通信チャネルにおける受信信号系列中の n 番目のシンボルのチャネル変動を補償するチャネル変動補償手段とを備えている。

【0010】請求項2記載の発明は、請求項1において、前記送信電力制御ビットを挿入する手段は、前記通信チャネルに一定周期で数シンボル単位に挿入することができる。

【0011】請求項3記載の発明は、請求項1において、前記送信電力制御ビットを挿入する手段は、前記パイロット・チャネルに一定周期で数シンボル単位に挿入することができる。

【0012】請求項4記載の発明は、請求項1において、前記送信電力制御ビットを挿入する手段は、前記情報信号を制御する制御チャネルに一定周期で数シンボル単位に挿入することができる。

【0013】請求項5記載の発明は、情報信号を拡散符号を用いて拡散変調して通信チャネル上に送信し、パイロット信号を前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散変調してパイロット・チャネル上に送信するCDMA伝送システムにおける復調装置において、逆拡散後のパイロット・チャネルにおける受信信号系列中の $(n-K+$

1) 番目 (ここで、 n は非負整数、 K は正整数) のシンボルから $(n+K)$ 番目のシンボルまでの $2K$ 個のシンボルを蓄積する記憶手段と、前記 $2K$ 個のシンボルを各々平均化するパイロット・チャンネル・シンボル平均化手段と、前記パイロット・チャンネル・シンボル平均化手段により平均化した各シンボルの平均値を前記 $2K$ 個の各シンボルにわたり重み付き平均化して n 番目のパイロット・チャンネル推定値を求めるパイロット・チャンネル推定手段と、前記パイロット・チャンネル推定手段により得られた n 番目のパイロット・チャンネル推定値を用いて、逆拡散後の通信チャンネルにおける受信信号系列中の n 番目のシンボルのチャンネル変動を補償するチャンネル変動補償手段とを備えている。

【0014】請求項 6 記載の発明は、情報信号を拡散符号を用いて拡散変調して通信チャンネル上に送信し、パイロット信号を前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散変調してパイロット・チャンネル上に送信し、該通信チャンネルおよび該パイロット・チャンネルの信号を復調する多元接続伝送を行なう CDMA 伝送方法において、送信側においては、前記拡散符号と直交した拡散符号で拡散したパイロット信号をパイロット・チャンネル上に送信する際に、送信電力制御ビットを挿入するステップを備え、復調側においては、逆拡散後のパイロット・チャンネルにおける受信信号系列中の $(n-K+1)$ 番目 (ここで、 n は非負整数、 K は正整数) のシンボルから $(n+K)$ 番*

*目のシンボルまでの $2K$ 個のシンボルを蓄積するステップと、前記 $2K$ 個のシンボルを各々平均化するパイロット・チャンネル・シンボル平均化ステップと、前記パイロット・チャンネル・シンボル平均化ステップにより平均化した各シンボルの平均値を前記 $2K$ 個の各シンボルにわたり重み付き平均化して n 番目のパイロット・チャンネル推定値を求めるパイロット・チャンネル推定ステップと、前記パイロット・チャンネル推定ステップにより得られた n 番目のパイロット・チャンネル推定値を用いて、逆拡散後の通信チャンネルにおける受信信号系列中の n 番目のシンボルのチャンネル変動を補償するチャンネル変動補償ステップとを備えている。

【0015】

【発明の実施の形態】以下、図面を参照して本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0016】図 1 は、本発明の CDMA (Code Division Multiple Access : 符号分割多重) 復調器の一実施の形態を示す。

【0017】図 1 において、パイロット・チャンネル用マッチト・フィルタ 100 は受信パイロット・データ系列を拡散符号レプリカを用いて逆拡散する。逆拡散した受信パイロット・データ系列の $n-K$ 番目 (ここで、 n は非負整数、 K は正整数) の

【0018】

【外 1】

シンボル ($\hat{\xi}(n-K) : \lambda$ ビット) から $n-K$ 番目までのシンボル ($\hat{\xi}(n-K) : \lambda$ ビット) をメモリ 110 に蓄積する。ここで、 $\hat{\xi}(n)$ は推定したい n 番目の複素フェージング包絡線推定値 (estimated complex fading envelope : $\hat{\xi}$) である。メモリ 110 から順次 $\hat{\xi}(n-K)$ 等を取り出して各々をパイロット・チャンネル平均化部 120 で平均化する ($\bar{\xi}(n-K)$ 等)。次に各 $\bar{\xi}(n-K)$ 等を遅延回路 130 を介して複数パイロット・チャンネル推定部 140 で平均化する。すなわち、 $2K$ 個の各チャンネル推定平均値を重み付き加算することにより平均化して、最終的に $\tilde{\xi}(n)$ を求める。 $\bar{\xi}(n-i)$ 番目に対応する重み付けを $\alpha(n-i)$ とすると、たとえば $\tilde{\xi}(n)$ は式 (1) で与えられる。

【0019】

※ ※【数 1】

$$\tilde{\xi}(n) = \sum_{i=0, i \neq K}^{2K} \alpha(n-K+i) \cdot \bar{\xi}(n-K+i) \quad (1)$$

【0020】

【外 2】

チャネル推定値 $\tilde{\xi}(n)$ を図2(後述)の第n番目のシンボル210におけるチャネル推定値とする。このチャネル推定値 $\tilde{\xi}(n)$

【0021】の複素共役(図2では*で示す)と通信チャネル用マッチト・フィルタ105から遅延回路107を通るデータ・チャネルとの積を乗算器160でとり、各情報シンボルのフェージング位相変動を補償し、位相変動補償後の信号をRAKE合成部170で同相合成する。一方、各送信電力制御データについては、各パイロット・ブロックでのチャネル推定値(遅延回路130からの出力)を、そのまま送信電力制御データ位相変動補償・判定部150へ入力して、フェージング位相送信電力制御変動を補償し、データ判定する。

【0022】図2は、本発明のCDMA復調器の一実施の形態を示す。

【0023】図2において、データ・チャネル220中の第n番目の情報シンボル210(黒で呈色した部分)におけるチャネル推定値を求める場合、データ・チャネル220中に一定周期で数シンボル単位に送信電力制御(Transmitter Power Control: TPC)ビット200を挿入する。フレーム構成は、送信パターン(1次変調が位相変調の場合には位相)既知のパイロット・チャネル230をデータ・チャネル220と直交化し並列に送信する構成である。このパイロット・チャネル230での受信チャネル(位相、振幅)を参照信号として、情報シンボル210のチャネル変動を推定する。

【0024】直接拡散(direct sequence: DS)-CDMAの上りチャネルにおいては、他ユーザからの相互相関に起因する干渉信号に対して希望信号電力対干渉信号電力比(Signal to interference power ratio: SIR)を確保するために瞬時のレイリー変動に追従する送*

*信電力制御を行う。従って実際の送信機出力信号は、図2に示すようにスロット単位で送信電力制御を行うために送信信号の振幅(電力)はスロット単位で変化し、また送信増幅器の動作により位相も僅かに変化する。

【0025】図中の黒に呈色してある情報シンボル210におけるチャネル推定について考える場合、従来の方法(前述の図5参照)においては、この情報シンボル210が存在するスロット510のパイロット・チャネルのみを用いて情報シンボルのチャネル推定を行っていた。図2では時間間隔 $T_{slot}250$ で1スロットの時間間隔が示されている。しかし実際の移動伝搬環境においては、熱雑音(送信電力をできるだけ低減するために、特にセル端では雑音リミテッドな環境になる)、及び他ユーザからの相互相関に起因する干渉信号が、自チャネルの希望波信号に加わり、さらに、フェージングによって受信信号の位相や振幅が時時刻刻の変化するためにチャネル推定精度は劣化する。従って図2に示すように、より多くのスロットのパイロット・チャネル・シンボルを用いてチャネル推定を行うことにより、チャネル推定精度を向上させることができる。

【0026】式(1)を用いて説明すると、図2は $K=3$ の場合であり、重み付けは、 $\alpha(n_{-3})$ (270)、 $\alpha(n_{-2})$ (272)、 $\alpha(n_{-1})$ (274)、 $\alpha(n_1)$ (276)、 $\alpha(n_2)$ (278)、 $\alpha(n_3)$ (279)である。 λ ビット毎に平均化240された各複素フェージング包絡線推定値は

【0027】

【外3】

$\tilde{\xi}(n_{-3})$ (260)、 $\tilde{\xi}(n_{-2})$ (262)、 $\tilde{\xi}(n_{-1})$ (264)、

$\tilde{\xi}(n_1)$ (266)、 $\tilde{\xi}(n_2)$ (268)、 $\tilde{\xi}(n_3)$ (269)である。

これらを乗算器280、282、284、286、288、289で各々積をと

り、その結果を加算器290で加算して $\tilde{\xi}(n)$

【0028】を求める。

【0029】前述のようにスロットが異なるパイロット・チャネル間では送信信号の電力も異なるが、この差に起因するチャネル推定誤差よりもより多くのパイロット・シンボルを平均化することによる熱雑音、干渉信号の影響の低減効果の方が大きいために、チャネル推定精度を向上させることができる。

【0030】図3は、本発明のCDMA復調器の一実施の形態を示す。

【0031】図3において、図2のCDMA復調器と異なる点はデータ・チャネル320中の第n番目の情報シ

ンボル310(黒で呈色した部分)におけるチャネル推定値を求める場合、パイロット・チャネル330中に一定周期で数シンボル単位にTPCビット300を挿入する点である。図3では時間間隔 $T_{slot}350$ で1スロットの時間間隔が示されている。

【0032】式(1)を用いて説明すると、図3は $K=3$ の場合であり、重み付けは、 $\alpha(n_{-3})$ (370)、 $\alpha(n_{-2})$ (372)、 $\alpha(n_{-1})$ (374)、 $\alpha(n_1)$ (376)、 $\alpha(n_2)$ (378)、 $\alpha(n_3)$ (379)である。 λ ビット毎に平均化340された各複素フェージング包絡線推定値は

【0033】

【外4】

$\hat{\xi}(n_{-3})$ (360)、 $\hat{\xi}(n_{-2})$ (362)、 $\hat{\xi}(n_{-1})$ (364)、
 $\hat{\xi}(n_1)$ (366)、 $\hat{\xi}(n_2)$ (368)、 $\hat{\xi}(n_3)$ (369)である。
 これらを乗算器380、382、384、386、388、389で各々積をと
 り、その結果を加算器390で加算して $\hat{\xi}(n)$ を求める。

【0034】図4は、本発明のCDMA復調器の一実施 10
 の形態を示す。

【0035】図4において、図2と図3のCDMA復調
 器と異なる点はデータ・チャンネル420中の第n番目の
 情報シンボル410 (黒で呈色した部分)におけるチャ
 ネル推定値を求める場合、制御チャンネル425中に一定
 周期で数シンボル単位にTPCビット400を挿入する
 点である。図4では時間間隔Ts10t450で1スロ
 ットの時間間隔が示されている。

$\hat{\xi}(n_{-3})$ (460)、 $\hat{\xi}(n_{-2})$ (462)、 $\hat{\xi}(n_{-1})$ (464)、
 $\hat{\xi}(n_1)$ (466)、 $\hat{\xi}(n_2)$ (468)、 $\hat{\xi}(n_3)$ (469)である。
 これらを乗算器480、482、484、486、488、489で各々積をと
 り、その結果を加算器490で加算して $\hat{\xi}(n)$ を求める。

【0038】

【発明の効果】以上説明したように、本発明のCDMA
 伝送システム、方法および復調装置によれば、複数のパ
 イロット・チャンネルのシンボルを重み付け平均化するこ 30
 とにより、より高精度な伝送路変動推定・補償を行うこ
 とが可能である。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明のCDMA復調器の構成の一実施の形態
 を示す図である。

【図2】本発明のCDMA復調器の動作原理の一実施の
 形態を示す図である。

【図3】本発明のCDMA復調器の動作原理の一実施の
 形態を示す図である。

【図4】本発明のCDMA復調器の動作原理の一実施の 40
 形態を示す図である。

【図5】従来のチャンネル推定の動作原理を示す図であ
 る。

【符号の説明】

100 パイロット・チャンネル用マッチト・フィルタ

105 通信チャンネル用マッチト・フィルタ

107, 130 遅延回路

110 メモリ

120 パイロット・チャンネル平均化部

140 複数パイロットチャンネル推定部

【0036】式(1)を用いて説明すると、図4はK= 3
 の場合であり、重み付けは、 $\alpha(n_{-3})$ (470)、
 $\alpha(n_{-2})$ (472)、 $\alpha(n_{-1})$ (474)、 $\alpha(n_1)$ (476)、
 $\alpha(n_2)$ (478)、 $\alpha(n_3)$ (479)である。 λ ビット毎に平均化440された各
 複素フェージング包絡線推定値は

【0037】

【外5】

150 送信電力制御データ位相変動補償判定部

160, 280, 282, 284, 286, 288, 2

89, 380, 382, 384, 386, 388, 38

9, 480, 482, 484, 486, 488, 489

乗算器

170 RAKE合成部

200, 300, 400 TPCビット

210, 310, 410 第n番目のシンボル

220, 320, 420, 520 データ・チャンネル

230, 330, 430, 530 パイロット・チャネ
 ル240, 250, 340, 350, 440, 450 λ
 ビット

260, 262, 264, 266, 268, 269, 3

60, 362, 364, 366, 368, 369, 46

0, 462, 464, 468, 469 複素フェージ
 グ包絡線推定値

270, 272, 274, 276, 278, 279, 3

70, 372, 374, 376, 378, 379, 47

0, 472, 474, 476, 478, 479重み

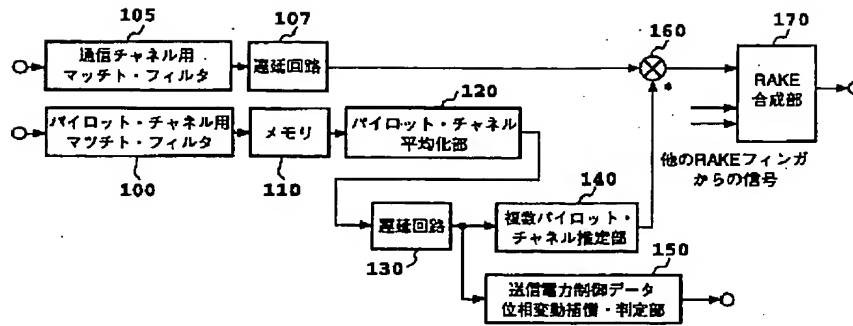
290, 390, 490 加算器

425 制御チャンネル

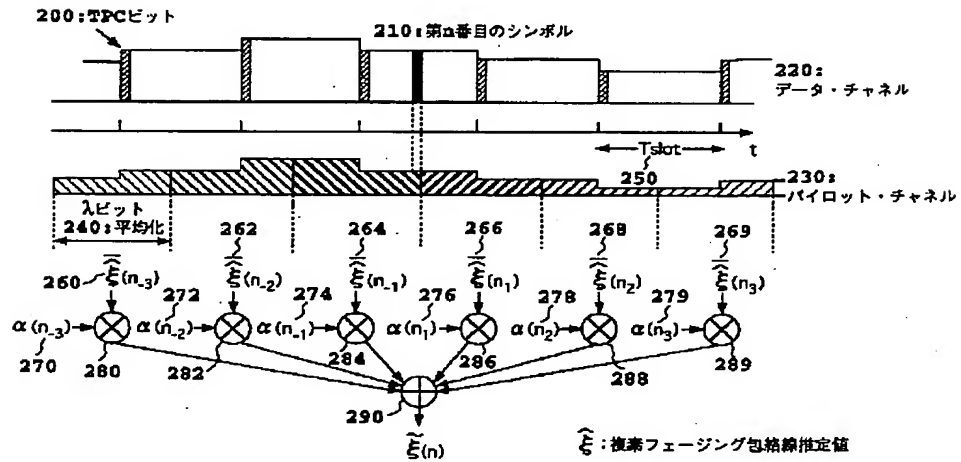
510 第n番目のスロット

50 540 1スロット

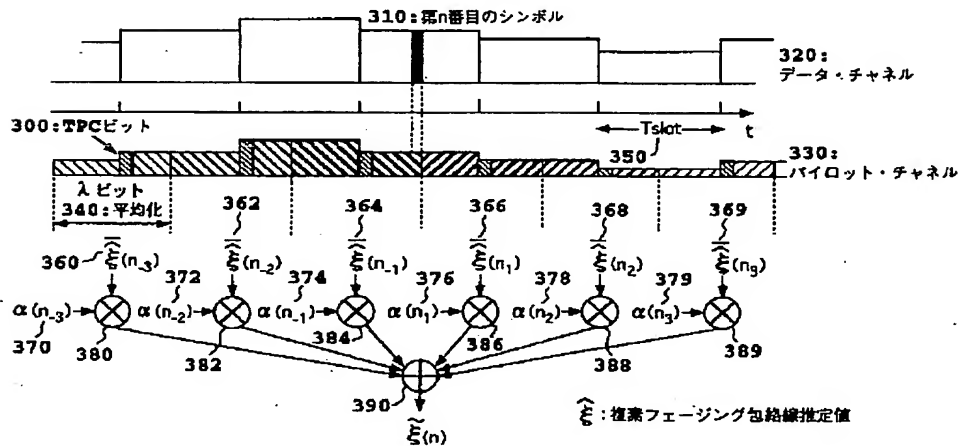
【図1】



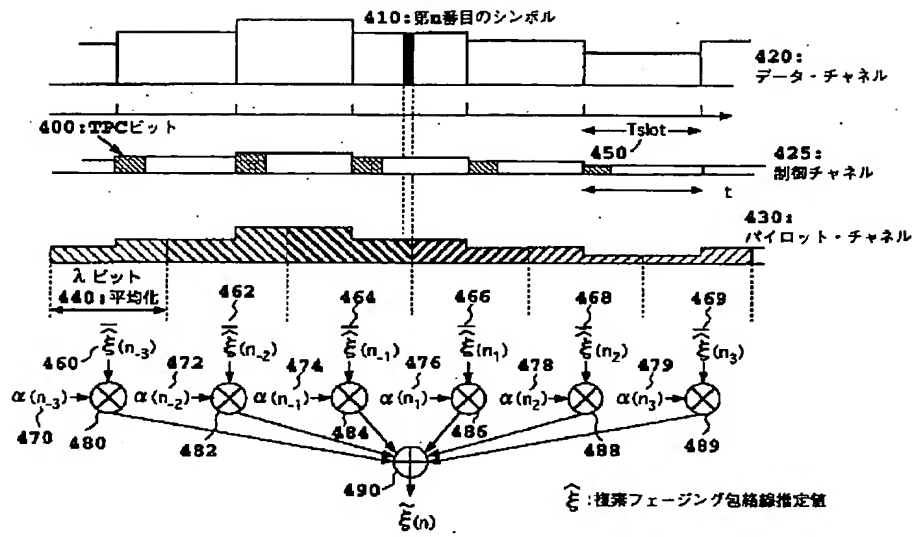
【図2】



【図3】



【図4】



【図5】

